

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-083591

(43)Date of publication of application : 28.03.1997

(51)Int.Cl. H04L 27/22
H04B 1/16
H04L 27/38

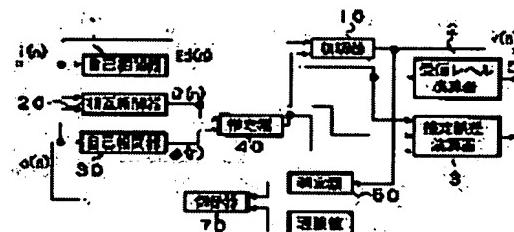
(21)Application number : 07-235128 (71)Applicant : NEC CORP

(22)Date of filing : 13.09.1995 (72)Inventor : KOMATSU MASAHIRO

(54) SIGNAL RECEPTION METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To eliminate the need of obtaining estimated error levels for every symbol period and to receive them with the smaller number of calculations by obtaining the estimated error levels through the use of a self correlation value by a complex modulation input signal, a mutual correlation value and a phasing vector.



SOLUTION: A reception signal $i(n)$ is demodulated by multiplying the reception signal $i(n)$ by the conjugate of an estimation signal in a demodulator 10 by using the estimation signal (phasing vector) from an estimation unit 40. In a self correlation unit 1, the self correlation value $Ed(n)$ of the reception signal $i(n)$ is obtained and a received level computing element 2 obtains a reception level S . A mutual correlation unit 20 executes the calculation of a sum with weight on the mutual correlation of the reception signal $i(n)$ and a judgment signal $o(n)$, and a self correlation unit 30 calculates the sum with weight on the self correlation of the judgment signal $o(n)$. Then, the estimation unit 40 obtains the estimation signal. An estimation error computing element 3 obtains an estimated error level I by using a self correlation value $Ed(n)$, a mutual correlation value $\theta(n)$ and the phasing vector N (estimation signal).

LEGAL STATUS

THIS PAGE BLANK (USPTO)

[Date of request for examination] 13.09.1995

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2924730

[Date of registration] 07.05.1999

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-83591

(43)公開日 平成9年(1997)3月28日

(51)Int.Cl.⁶
H 04 L 27/22
H 04 B 1/16
H 04 L 27/38

識別記号 庁内整理番号

F I
H 04 L 27/22
H 04 B 1/16
H 04 L 27/00

技術表示箇所
Z
Z
G

審査請求 有 請求項の数 3 O L (全 7 頁)

(21)出願番号

特願平7-235128

(22)出願日

平成7年(1995)9月13日

(71)出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72)発明者 小松 雅弘

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株
式会社内

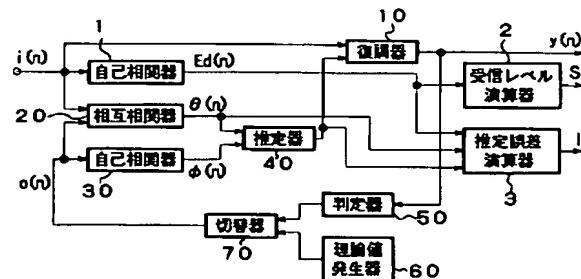
(74)代理人 弁理士 山川 政樹

(54)【発明の名称】 信号受信方法

(57)【要約】

【課題】 より少ない計算数で、信号を受信できるよう
にすることを目的とする。

【解決手段】 推定誤差レベル1は、相互相関器20から
出力される受信信号 $i(n)$ による自己相関値 $E_d(n)$
と、自己相関器1から出力される相互相関値 $\theta(n)$
と、推定器40から出力されるフェージングベクトル
(推定信号 $Z(n)$)とにより、推定誤差演算器3により
求めめる。このことにより、1シンボル毎に求めなくて
はならない推定誤差を用いる必要がない。



(2)

特開平9-83591

【特許請求の範囲】

【請求項1】 現在のシンボルにおける複素変調入力信号と、フェージングベクトルとを用いて復調して複素復調信号を得る同期検波手段を有する信号受信方法において、現在のシンボルにおける複素変調入力信号と判定信号を用いて、入力信号の相互相関値を求め、前記判定信号を用いて前記判定信号の自己相関値を求め、前記入力信号の相互相関値と判定信号の自己相関値とを用いてフェージング状態を推定して前記フェージングベクトルを求め、現在のシンボルにおける複素変調入力信号を用いて入力信号の自己相関値を求め、前記入力信号の相互相関値、自己相関値、およびフェージングベクトルを用いて推定誤差レベルを求めることを特徴とする信号受信方法。

【請求項2】 請求項1記載の信号受信方法において、前記判定信号は、前回のシンボルにおいて、既知シンボルでは理論値を用い、それ以外では前記復調信号を判定したもの用いることを特徴とする信号受信方法。

【請求項3】 請求項1または2記載の信号受信方法において、前記入力信号の自己相関値を用いて、受信レベルを求ることを特徴とする信号受信方法。

【発明の詳細な説明】**【0001】**

【発明の属する技術分野】 この発明は、複素変調入力信号と、復調信号を判定した判定信号との相互間の計算、および、判定信号の自己相関の計算を、RLSアルゴリズムを用いて行う機能を有した受信装置（復調装置）の信号受信方法に関する。

【0002】

【従来の技術】 図5に、通常良く用いられる受信装置の構成を示す。同図において、10は復調器、20は相互相関器、30は自己相関器、40は推定器、50は判定器、60は理論値発生器、70は切り替え器、80は受信レベル演算器、90は推定誤差演算器である。また、 $i(n)$ は受信信号（複素変調入力信号）、 $o(n)$ は判定信号、 $\theta(n)$ は相互相関値、 $\phi(n)$ は自己相関値、Sは受信レベル、Iは推定誤差レベルである。

【0003】 以下、この装置の動作に関して説明する。受信信号は推定器40からの推定信号 $Z(n)$ を用いて、復調器10において受信信号 $i(n)$ と推定信号 $Z(n)$ の共役との乗算を行うことにより復調される。このとき、受信レベルSは、受信レベル演算器80において、以下の数1の計算により求められる。

【0004】**【数1】**

$$S = \sum |i(1)|^2$$

【0005】 推定信号 $Z(n)$ は、推定誤差 $e(n) = i(n) - Z(n) \times o(n)$ を小さくするように定められている。具体的には、まず、以下の数2に示す式により、受信信号 $i(n)$ と判定信号 $o(n)$ の相互相関の重み付和の計算が、相互相関器20で行われ、相互相関値 $\theta(n)$ が得られる。また、以下の数3に示す式により、自己相関器30により判定信号 $o(n)$ の自己相関の重み付和の計算が、自己相関器30で行われ、自己相関値 $\phi(n)$ が得られる。

【0006】**【数2】**

$$\theta(n) = \sum_{l=1}^L \lambda^{n-1} i(l) \times o^*(l)$$

【0007】**【数3】**

$$\phi(n) = \sum_{l=1}^L \lambda^{n-1} |o(l)|^2$$

【0008】 そして、推定器40において以下の数4の計算が行われて、その相互相関値 $\theta(n)$ と自己相関値 $\phi(n)$ により推定値 $Z(n)$ が求められる。

【0009】**【数4】**

$$Z(n) = \frac{\theta(n)}{\phi(n)}$$

【0010】 ここで、推定誤差レベルIを求めるときは、これは推定誤差 $e(n)$ のノルムであり、まず、推定誤差演算器90により、 $e(n) = i(n) - Z(n) \times o(n)$ の計算を行って、推定誤差 $e(n)$ を求める。そして、 $I = \sum |e(l)|^2$ によりその推定誤差の2乗和を計算することで推定誤差レベルIが求められる。なお、例えば、同期信号など、信号が既知である部分は、理論値発生器60で発生した理論信号が切り替え器70を経て判定信号 $o(n)$ となり、そうでない部分は、復調信号を判定器50で判定した信号が切り替え器70を経て判定信号 $o(n)$ となる。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】 従来は以上のように構成されていたので、受信レベルを設定するための処理における計算量が増加してしまい、他の処理を妨げる原因となるという問題があった。すなわち、従来では、推定誤差レベルIを求めるために、推定誤差 $e(n)$ の2乗和を用いるようにしている。推定誤差レベルは、逐次変化しているものではないので、シンボル周期毎に求める必要はないにもかかわらず、上述のことにより、従来では、1シンボル毎に計算する推定誤差 $e(n)$ の値が必要となっていた。これらの計算には、シンボル周期毎に、乗算2回の計算量がかかり、推定誤差レベルの計算

(3)

特開平9-83591

には複素数の減算1回、乗算2回の計算量がかかる。そして、CDMAのRAKE受信では、パス毎にその計算が必要であり、パスが増加するにつれて、計算量が増大していくことになる。

【0012】この発明は、以上のような問題点を解消するためになされたものであり、より少ない計算数で、信号を受信できるようにすることを目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】この発明の信号受信方法は、現在のシンボルにおける複素変調入力信号と判定信号を用いて入力信号の相互相関値を求め、判定信号を用いて判定信号の自己相関値を求め、入力信号の相互相関値と判定信号の自己相関値とを用いてフェージング状態を推定してフェージングベクトルを求め、現在のシンボルにおける複素変調入力信号を用いて入力信号の自己相関値を求め、入力信号の相互相関値、自己相関値、および、フェージングベクトルを用いて推定誤差レベルを求めることが特徴とする。このため、推定誤差レベルは、シンボル毎に計算する推定誤差を用いることなく求められる。

【0014】

【発明の実施の形態】以下この発明の実施の形態を図を参照して説明する。図1は、この発明の実施の形態の1つにおける受信装置の構成を示す構成図であり、1は自己相関器、2は受信レベル演算器、3は推定誤差演算器、10は復調器、20は相互相関器、30は自己相関器、40は推定器、50は判定器、60は理論値発生器、70は切り替え器である。また、 $i(n)$ は受信信号、 $o(n)$ は判定信号、 $\theta(n)$ は受信信号*i*(n)の相互相関値、 $\phi(n)$ は判定信号*o*(n)の自己相関値、Sは受信レベル、Iは推定誤差レベルである。

【0015】この受信装置においては、新たに入力信号の自己相関を求める自己相関器1を設け、受信レベル演算器2と推定誤差演算器3の演算方法を変更している。以下、動作について説明する。まず、受信信号*i*(n)は、推定器40からの推定信号Z(フェージングベクトル)を用いて、復調器10において受信信号*i*(n)と推定信号Z(n)の共役との乗算を行うことにより復調される。また、自己相関器1において、以下の数5の計算により、受信信号*i*(n)の自己相関である自己相

$$I = \frac{n}{\sum_{i=1}^n \beta^{n-i}} \times E_d(n) - \frac{1}{\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i}} \times Z(n) \times \theta(n)$$

【0026】すなわち、従来とは異なり、本が発明においては、推定誤差レベルIを推定誤差e(n)の2乗和による求めるのではなく、受信信号*i*(n)による自己相関値E_dと相互相関値θ(n)およびフェージングベクトル(推定信号Z(n))を用いて求めるようにした。このため、シンボル周期毎に推定誤差レベルIを求

値E_dを得る。

【0016】

【数5】

$$E_d(n) = \sum_{i=1}^n \beta^{n-i} |i(1)|^2$$

【0017】そして、受信レベルSを、受信レベル演算器2により以下の数6の計算を行うことにより求める。

【0018】

【数6】

$$S = \frac{n}{\sum_{i=1}^n \beta^{n-i}} \times E_d(n)$$

【0019】また、受信信号*i*(n)と判定信号(o(n))の相互相関の重み付和の計算を、相互相関器20で、以下の数7に示す式により行い、判定信号o(n)の自己相関の重み付和の計算を、自己相関器30で、以下の数8に示す式により行う。

【0020】

【数7】

$$\theta(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} i(1) \times o^*(1)$$

【0021】

【数8】

$$\phi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |o(1)|^2$$

【0022】そして、それら重み付和の計算結果により、推定器40において、以下の数9に示す式により、推定信号Z(n)(フェージングベクトル)を求める。

【0023】

【数9】

$$Z(n) = \frac{\theta(n)}{\phi(n)}$$

【0024】また、推定誤差e(n)のノルム、すなわち推定誤差レベルIは、推定誤差演算器3において、以下の数10の計算を行うことにより求める。

【0025】

【数10】

$$I = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i}} \times Z(n) \times \theta(n)$$

める必要が無く、所望の段階で得られた自己相関値E_dと相互相関値θ(n)および自己相関値φ(n)を用いればよく、例えば、1フレーム毎に求めることができ。なお、信号が既知である部分では、理論値発生器60で発生した理論値信号が切り替え信号70を経て判定信号o(n)となり、そうでない部分では、復調信号を

判定器 50 で判定した信号が切り替え器 70 を経て判定信号 $\circ(n)$ となる。

【0027】ここで、従来では、図2(a)のフローに示すように、各信号を得る計算が行われている。図2(a)において、一重枠でしめす推定信号 Z 、推定誤差 $e(n)$ を求める計算や、復調や判定の処理は、シンボル単位の処理となる。また、二重枠で示す受信レベル S 、相互相関値 $\theta(n)$ 、推定誤差レベル I を求める計算は、加算累積計算を含むシンボル単位の処理となる。ここで、従来では、推定誤差レベル I を得る場合、推定誤差 $e(n)$ を 2乗和しているので、1シンボル単位の処理となる。このため、例えば、1フレーム 100 シンボルとすると、図2(a)に示すフローでは、900 計算時間単位かかる。

【0028】一方、この発明では、図2(b)のフローに示すように、各信号を得る計算が行われている。すなわち、推定誤差レベル I を求めるにあたって、推定誤差 $e(n)$ を用いることなく、ある段階における E_d と θ と Z の値をもちいるようにしており、例えば、フレーム単位で計算することが可能となる。このため、図2(b)で示すこの発明の場合は、例えば、1フレーム 100 シンボルのとき、1フレーム単位に推定誤差レベル I を得ようとすると、702 計算時間単位ですむ。

【0029】以下、この発明を逐次追従同期検波に適用した場合について説明する。図3は、この発明を適用した逐次追従同期検波装置の構成を示す構成図であり、110は周波数変換回路、111は局部発信器、112はA/D変換器、113は相関器回路、114は逐次追従同期検波回路、115は判定回路、116は加算合成回路である。ここでは、送信データのフレーム構成は8スロットからなり、1スロットは75シンボルで、最初の5シンボルがパイロット信号であるとする。

【0030】入力信号は、アンテナ(図示せず)で受信した受信RF信号であり、周波数変換回路110により局部発信器111で発生される固定主波数だけ周波数が下げられ、受信ベースバンド信号となる。受信ベースバンド信号は、A/D変換器112によりアナログ信号からデジタル信号に変換される。そして、この信号は、相関器回路113に送られ、時間的にずらした拡散符号で逆拡散され、相関値信号として出力される。

【0031】この逐次追従同期検波は、RLSアルゴリズムを用いて、逐次的にフェージング状態を推定して同期検波を行うものであり、より詳しくは、図4の信号線の状態で表すことができる。同図において、4は加算合成回路、11は遅延部、12は複素共役変換部、13は乗算部であり、遅延部11、複素共役変換部12、乗算部13で図1の復調器10を構成している。

【0032】また、21は複素共役変換部、22、25は乗算部、23は加算部、24は遅延部であり、これらで図1の相互相関器20が構成されている。また、31

は複素共役変換部、32、35は乗算部、33は加算部、34は遅延部であり、これらで図1の自己相関器30が構成されている。そして、101は複素共役変換部、102、105は乗算部、103は加算部、104は遅延部であり、これらで図1の自己相関器1が構成されている。なお、41は図1における推定器40を構成する除算部であり、他は図1と同様である。

【0033】以下、信号の流れについて説明する。検波合成後の信号 $y(n)$ から、送信されたと予想される信号 $\circ(n)$ を判定して、その判定信号 $\circ(n)$ と受信信号 $i(n)$ との相関を相互相関器(図1における符号20)でとって相互相関値 $\theta(n)$ を得、これより逐次的にフェージング信号 $Z(n)$ を推定する。そして、この推定信号 $Z(n)$ と相互相関値 $\theta(n)$ を掛け合わせることにより検波が行われる。

【0034】具体的には、以下に示すように行われる。まず、受信信号 $i(n)$ と判定信号 $\circ(n)$ の相関を求めるために、受信値信号 $i(n)$ と、判定信号 $\circ(n)$ を複素共役変換部21により複素共役変換した信号とを乗算部22で掛け合わせる。ついで、これを、前のシンボルまでの $i(n)$ と $\circ(n)$ との重み相関の和 $\theta(n-1)$ を乗算部25で入倍したものに、加算部23で加算して、これを相互相関値 $\theta(n)$ とする。この $\theta(n)$ は、遅延部24を経て次のシンボルの計算時に、 $\theta(n-1)$ として用いられる。

【0035】また、判定信号 $\circ(n)$ の自己相関値 $\phi(n)$ を求めるために、判定信号 $\circ(n)$ と、判定信号 $\circ(n)$ を複素共役変換部31により複素共役変換した信号とを乗算部32で掛け合わせる。そして、その結果を、加算部33で、前シンボルまでの $\circ(n)$ のノルムの重み付け和 $\phi(n-1)$ を乗算部35で入倍したものに加算して、これを自己相関値 $\phi(n)$ とする。この $\phi(n)$ も、遅延部34を経て、次のシンボルの計算時に、 $\phi(n-1)$ として用いられる。

【0036】同様にして、受信信号 $i(n)$ と、これを複素共役変換部101により複素共役変換した信号とを乗算部102で掛け合わせ、前のシンボルまでの $i(n)$ のノルムの重み付け和 $E_d(n)$ を乗算部105で β 倍したものに加算部103で加算し、これを受信信号 $i(n)$ の自己相関値 $E_d(n)$ とする。この $E_d(n)$ は、遅延部104を経て、次のシンボルの計算時に $E_d(n-1)$ として使用される。

【0037】そして、数9にも示したように、除算器41で $\theta(n)$ を $\phi(n)$ により除したものと推定信号 $Z(n)$ とする。ここで、 $i(n)$ と $\circ(n)$ の相関や、 $\circ(n)$ のノルムは、指数重み付けされて加算されていくので、過去の数シンボルのデータにより推定信号 $Z(n)$ が作成されることになる。この推定信号 $Z(n)$ が、推定されたフェージングベクトルであり、遅延部11で1シンボル分遅延され、複素共役変換部12により

(5)

特開平9-83591

複素共役変換された後、受信信号 $i(n)$ と乗算器 13 で掛け合わせて検波が行われる。

【0038】逐次追従同期検波の場合、検波後の信号を判定した判定信号 $\circ(n)$ が必要になるが、スロットの最初の 5 シンボルのパイロット信号など、既知の信号の部分では既知信号の理論値を、そうでない場合には、出力信号を判定した信号を、判定信号 $\circ(n)$ とする。具体的には、信号判定部 115 で、パイロット信号など既知信号部分では、理論値発生器 60 で発生される既知信号の理論値を判定信号 $\circ(n)$ とする。既知信号以外では、各バスの検波下信号を加算合成回路 4 で加算合成した信号を、判定器 50 で正負判定する。これが判定信号 $\circ(n)$ となる。

【0039】そして、受信レベル S 、推定誤差レベル I を検出したいとき、例えば、1 スロット 75 シンボル毎にこれらを検出したいとき、75 シンボル（1 スロット）毎に、 $E_d(n)$ から受信レベル S を求め、 $E_d(n)$ 、 $\theta(n)$ 、および、 $\phi(n)$ と $\psi(n)$ から得られる $Z(n)$ を用いて推定誤差レベル I を求める。具体的には、受信レベル演算器 2 において、上記数 6 の計算が行われて受信レベル S が求められ、推定誤差演算器 3 において、上記数 10 の計算が行われて推定誤差レベル I が求められる。

【0040】

【発明の効果】以上説明したように、この発明によれば、推定誤差レベルを、複素変調入力信号（受信信号）による自己相関値と相互相関値およびフェージングベクトルを用いて求めるようにした。なお、フェージングベクトルは、受信信号による自己相関値と判定信号の自己相関値とにより求められる。このため、シンボル周期毎に推定誤差レベル I を求める必要が無く、より少ない計算数で、信号を受信できるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】 この発明の実施の形態の 1 つにおける受信装置の構成を示す構成図である。

【図2】 受信レベル、復調信号、推定誤差レベルを求める流れを示すフロー図である。

【図3】 この発明を適用した逐次追従同期検波装置の構成を示す構成図である。

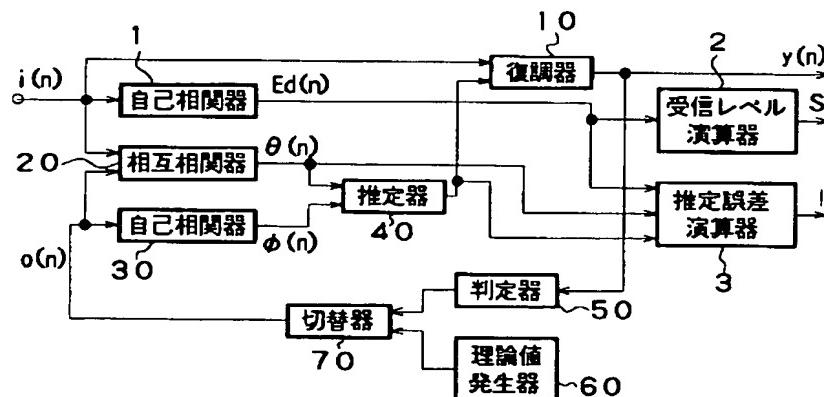
【図4】 図3の逐次追従同期検波装置のより詳細な構成を示す構成図である。

【図5】 通常良く用いられる受信装置の構成を示す構成図である。

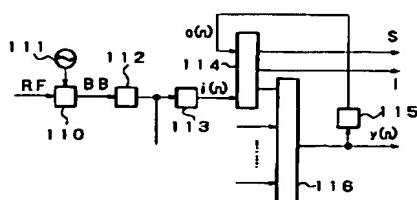
【符号の説明】

1, 30…自己相関器、2…受信レベル演算器、3…推定誤差演算器、10…復調器、20…相互相関器、40…推定器、50…判定器、60…理論値発生器、70…切り替え器。

【図1】



【図3】

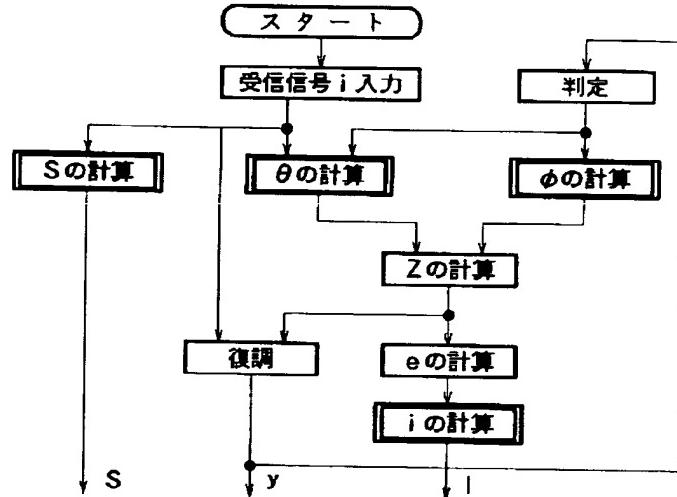


(6)

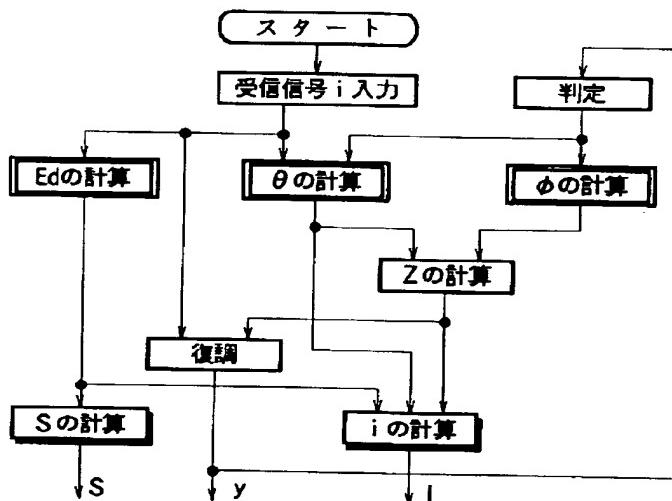
特開平9-83591

【図2】

(a)



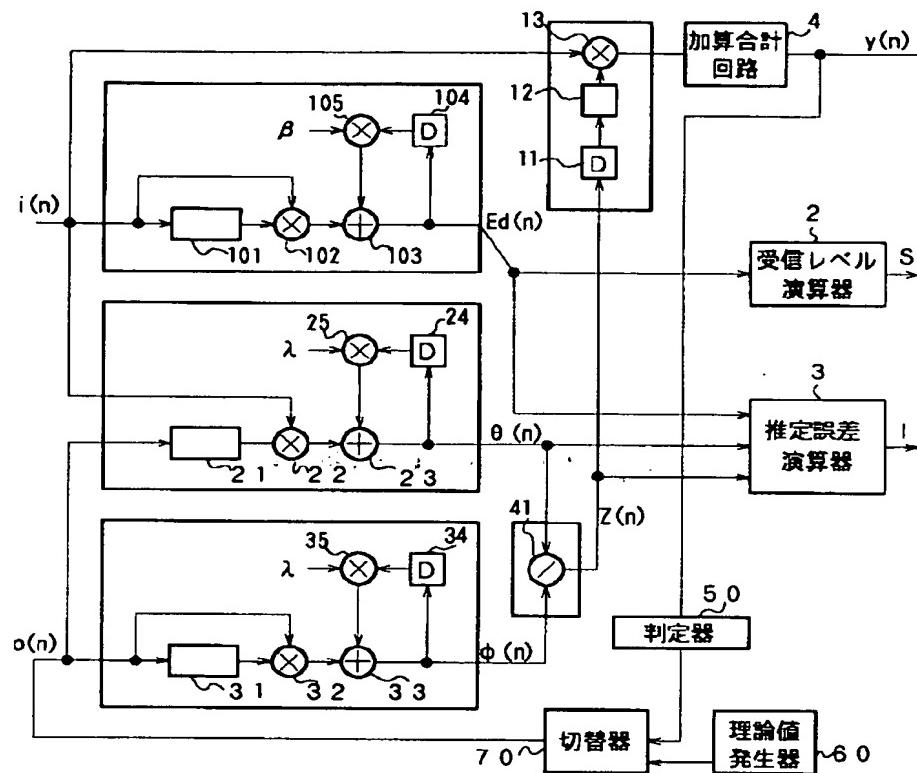
(b)



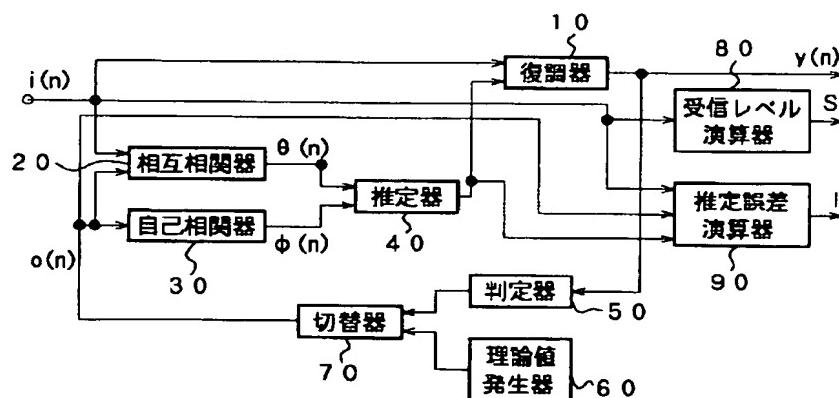
(7)

特開平9-83591

【図4】



【図5】



THIS PAGE BLANK (USPTO)